

(11)特許出願公開番号

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 情報をそれぞれ複数のサブキャリアにより伝送するようにした直交周波数分割多重信号による通信装置において、

受信系を直交周波数分割多重信号中の複数のサブキャリアのうち、所望のサブキャリアの信号成分についてのみを抽出するフィルタ手段と、

この抽出された信号成分から情報を復調する復調手段と、より構成することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 2】 情報をそれぞれ複数のサブキャリアにより伝送するようにした直交周波数分割多重信号による通信装置において、

ミキシング用の信号を発生する発振周波数可変可能な発振手段と、

受信した直交周波数分割多重信号をこの発振手段の出力するミキシング用の信号とミキシングしてベースバンド信号を得る混合器と、

この混合器から出力されるベースバンド信号対応に設けられる当該ベースバンド信号成分抽出用のフィルタ手段と、

前記混合器の出力を入力するフィルタを選択切り替えする切り替え手段と、

抽出したいサブキャリア対応に前記発振手段の発振周波数を逐次可変制御すると共に、前記混合器の出力するベースバンド信号対応にフィルタを選択すべく切り替え手段を切り替え制御する手段と、

前記フィルタ手段により抽出された信号成分から情報を復調する復調手段と、より構成することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 3】 情報を周波数軸でそれぞれ複数のサブキャリアにマッピングし、逆フーリエ変換して伝送するようにした直交周波数分割多重信号による通信装置において、

特定の複数のサブキャリアについて抽出するための帯域制限フィルタと、

この帯域制限フィルタにより取り出した直交周波数分割多重信号に対してフーリエ変換処理を行なうフーリエ変換手段と、

このフーリエ変換出力から情報を復調する復調手段と、より構成することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 4】 伝送情報系列によって変調された複数のサブキャリアを周波数領域で互いに直交配置して直交周波数分割多重信号を生成する直交周波数分割多重信号変調手段と、前記直交周波数分割多重信号から伝送情報系列を復調する直交周波数分割多重信号復調手段とによって実現される無線通信装置において、

前記復調手段には、前記直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの 1 つもしくは複数の取り出す手段を設け、前記取り出したサブキャリア信号に対して復調を行なう構成とすることを特徴とする無線通信装置。

【請求項 5】 直交周波数分割多重信号を生成する変調手段には、ガードインターバルを付加する手段を具備させることを特徴とする請求項 4 記載の無線通信装置。

【請求項 6】 復調手段は、直交周波数分割多重信号を構成する任意のサブキャリアの中心周波数を直流 (DC, ゼロ周波数) に変換する手段を具備する構成とすることを特徴とする請求項 4 記載の無線通信装置。

【請求項 7】 復調手段は、取り出したサブキャリアに相当する時間波形信号をサンプリングする手段と、

前記サンプリングした時間波形信号に対してフーリエ変換を行なう手段と、を具備することを特徴とする請求項 4 記載の無線通信装置。

【請求項 8】 請求項 7 記載の無線通信装置において、直交周波数分割多重信号から伝送情報系列を復調する復調手段は、隣接するサブキャリア間隔で決まる有効シンボル時間を複数の時分割した時間内で、前記直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの 1 つもしくは複数の取り出す手段と、

この取り出したサブキャリア信号から伝送情報系列を復調する手段と、を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 9】 請求項 8 記載の無線通信装置において、時分割された複数の時間枠内ではそれぞれ異なる単一サブキャリアもしくは複数のサブキャリアを取り出すことを特徴とする無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の応用分野】 この発明は、直交周波数分割多重信号の特定サブキャリアを簡易に選択受信することができるとした無線通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、マルチメディアが注目され、種々の方面でその活用が研究されている。

【0003】 マルチメディアは、画像情報、音声情報、文字や個人情報等のデータなどを扱うことができる。これら情報は種別により情報量が大きく異なり、また、即時性の要否といった面でも条件が異なる。すなわち、これら情報の伝送を考えた場合、画像情報が動画像であれば円滑な画像の動きを確保するためにはリアルタイムで情報を送る必要があり、音声情報であれば画像情報より容量が少ないものの、これも即時性を要求される。しかし、文字データ等の場合は送られれば用は済むので、即時性の要求度は低い。また、画像情報は雑音の影響を受けて像が劣化すると、鑑賞に耐えないものとなり、また、文字データなどの場合は雑音の影響を受けると文字化けが起きて問題になるが、音声情報は聞き苦しくはなるものの内容の伝達はできるといった具合に耐雑音の面でも要求される条件は違ったものとなる。

【0004】 このように、画像や音声などの情報や、あるいは個人情報データなどの情報はそれぞれ即時性や耐

雑音特性等の要求が異なるが、このような要求の異なる情報信号を混在して伝送するマルチメディア通信では、前述の異なる情報信号を同様に階層化し、どのようにして無線信号を生成するか、さらにどのようにして無線信号を復調するか、という階層化変復調の技術が重要である。

【0005】また、受信する情報量の差によって階層を区分した階層化変調方式では、少ない情報量を受信する受信機の構成は簡易でなければならない。つまり、マルチメディア通信では、同じ画像を高精細で送るチャンネルとそれよりずっと粗い画像を送るチャンネルがある場合などでは、ユーザは目的に応じて画質を選んで受信することになり、いずれの画質の像をも受信することができるように受信機を構成したり、目的や用途によっては粗い画像のみを受信する受信機とする等、受信機に持たせる性能や構成もユーザのニーズに応じた種々のバリエーションが考えられる。

【0006】すなわち、受信可能な画像の質が高いものは高級品であり、受信可能な画像の質が低いものは普及品、あるいは簡易型であるといった考え方を採れば、高画質すなわち、高精細な画像（情報量が多い）を受信するための受信機の構成は、低画質すなわち、粗い画像（情報量が少ない）を受信するための受信機の構成よりも簡易である必要がある。

【0007】ところで、マルチメディア通信においては、異なる情報信号を複数種、同時に伝送できることが重要であるが、これに適合する伝送方式に直交周波数分割多重信号によるものがある。そして、直交周波数分割多重信号の階層化は、直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの変調方式や電力を変えることにより達成できる。

【0008】階層化直交周波数分割多重信号の一例として1995年電子情報通信学会総合大会B-918の“OFDMによる地上デジタル放送-移動受信を考慮した階層化方式の検討-”が挙げられる。

【0009】このような従来方式の階層化直交周波数分割多重信号の周波数割当を図15に示す。直交周波数分割多重信号は、多数のサブキャリアを直交配置し、各キャリアに対して独立の変調方式、多値数、キャリア電力が設定可能である。

【0010】さて、このような直交周波数分割多重信号の送受信方式の一例として、“日経エレクトロニクス1994. 6. 20 (pp. 81)”に開示された如き技術が挙げられる。この開示技術における送受信回路ブロックを図16に示す。

【0011】この図16に示す構成において、伝送する信号（入力シンボル列）は、直並列変換部分において直並列変換されて各搬送波に割り当てられ、周波数領域でマッピングされる。マッピングデータは逆FFT（逆フーリエ変換）部分において逆FFTされて、周波数領域

から時間領域に変換される。逆FFTを実行するために時間領域でのサンプル数は最低でも直交周波数分割多重信号を構成するキャリアの数（ヌルキャリアも含む）と等しくなる。

【0012】逆FFTされて得られた時間領域のデータは並直列変換とD-A変換部分を通すことにより直列データに変換されると共に、マルチパス対策用にここでガードインターバルが付加されてからD/A変換されてアナログ信号化される。

10 【0013】このアナログ信号は低域通過フィルタ（LPF）により不要成分を除去され、搬送波に重畳されてから帯域通過フィルタ（BPF）を通し、伝送路へと出力される。すなわち、直交周波数分割多重信号はベースバンド帯での信号処理で生成されるため、所望の伝送周波数帯域に周波数変換された後に伝送路に出力される。なお、伝送路前段の帯域通過フィルタは周波数変換によって生じるイメージを遮断するものである。以上が送信側の処理である。

20 【0014】一方、受信側では、伝送路より受信した直交周波数分割多重信号を、帯域通過フィルタを通して不要成分を除去した後、発振器の出力とミキシングすることによって、ベースバンド帯で信号処理をするために周波数変換する。さらにFFT（もしくはDFT）を施すためにA/D変換器によりサンプリングされる。すなわち、発振器の出力とミキシングされることにより周波数変換された受信信号はA-D変換と直並列変換部分でまずA/D変換され（サンプリングと量子化）、さらに直並列変換されて元の各搬送波対応に分けられ、それぞれはFFTを施された後に並直列変換部分で直列データに変換され、受信シンボル列として出力される。

30 【0015】なお、周波数変換後の信号には、高調波が含まれる。サンプリング定理を満足させるためには、A/D変換器のサンプリングレートの1/2以上の周波数成分は、除去しなければならない。

40 【0016】そのため、一般的には受信系においてA/D変換器の前段にLPF（低域通過フィルタ）を挿入する。時間領域でサンプリングされたデータは、送信側においてガードインターバルが付加されて送信されている場合には、ガードインターバルが除去される。時間領域でのサンプル数はFFTにより時間領域から周波数領域に変換するため、最低でも（直交周波数分割多重信号を構成する）キャリアの数と等しくする必要がある。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】以上述べたように、直交周波数分割多重信号を使用した従来の無線通信方式では、直交周波数分割多重信号を受信する際に、直交周波数分割多重信号をA/D変換器にてサンプリングし、サンプリングした直交周波数分割多重信号に対するFFT処理を施すことにより、復調を行なっている。

50 【0018】従って、直交周波数分割多重信号を構成す

るキャリアの総数（情報が存在しないヌルキャリアも含む）以上のオーバーサンプリングが必要となる。例えば、16キャリアで構成される直交周波数分割多重信号の場合には16倍以上のサンプリングデータが、また、256キャリアの場合には256倍以上のサンプリングデータが1有効シンボルシンボル期間に必要となる。

【0019】このため、直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの一部だけを受信したい場合でも送信側が送出した全信号（全サブキャリア）を受信しなければならなかった。

【0020】しかしながら、受信する情報量の差によって階層を区分した階層化変調方式では、少ない情報量の情報についてのみを受信対象とするようにした受信機の場合、その構成は簡易であった方がよい。

【0021】つまり、高精細の画像情報、低精細の画像情報というように同じ画像であっても用途や目的別に異なる情報量で情報を送るようにする場合、それぞれは別のチャンネルとしてそれぞれのチャンネルを別のサブキャリアで送ることになる。そして、低精細の画像情報のみ受信すれば足りる用途の受信機であれば、その受信機は当然低精細の画像情報を伝送するサブキャリアを受信する構成であれば良く、それ以外の各サブキャリアを全てを受信する構成とすると、不要なサブキャリアを含めて受信処理する構成となるので無駄が多く、甚だ不経済である。同様に、データ送信用のチャンネルのサブキャリアのみを受信したいといった用途や、音声送信用のチャンネルのサブキャリアのみを受信したいといった用途も当然あるから、このような特定の用途向けの受信機を考えると、目的外の各サブキャリアを全てを受信する構成を採用するには、甚だ不経済である。

【0022】しかし、従来の直交周波数分割多重信号の受信機では、前述のように送信側が送出した全送信信号（全サブキャリア）を受信して処理しなければならないので、回路構成の簡素化を阻害し、受信機の小型化・低消費電力化を妨げていた。特に直交周波数分割多重信号の受信処理には16キャリア、256キャリアといった多数のサブキャリアを分離するために、その受信信号のサンプリングを高速で行わねばならず、A/D変換器としてコストの高いものになる他、サンプリングされたデータについてFFT処理を施すことになり、このFFT処理のための回路は高度なフーリエ変換演算処理を行うものであって構成も複雑であり、回路の占有容積も大きくなる。そして、このようなA/D変換器やFFT処理回路は高速処理が要求される分、消費電力も大きく、回路構成の簡素化や、受信機の小型化・低消費電力化を妨げることになる。

【0023】マルチメディア通信では、全てのサブキャリアを必要とするケースも多いが、低精細の画像のみを受信してモニタしたいといった用途や、データ送信用のチャンネルのサブキャリアのみを受信したいといった用

途、音声送信用のチャンネルのサブキャリアのみを受信したいといった用途も当然あるから、このような特定の用途向けの受信機を考えると、このような受信機では目的外の各サブキャリアを全てを受信する構成を採用するには、あまりに不経済である。

【0024】そこでこの発明の目的とするところは、このような問題点を解決し、前記直交周波数分割多重信号を構成する複数のサブキャリアの一部だけを選択受信する簡易な構成の受信系を実現できると共に、特に受信系に必要なA/D変換器のサンプリング周波数を低く抑えることによって受信機としての小型化・低消費電力化・低コスト化の実現を図ることができる無線通信装置を提供することにある。

【0025】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、本発明はつぎのように構成する。すなわち、第1には、情報をそれぞれ複数のサブキャリアにより伝送するようにした直交周波数分割多重信号による通信装置において、受信系を直交周波数分割多重信号中の複数あるサブキャリアのうち、所望のサブキャリアの信号成分についてのみを抽出するフィルタ手段と、この抽出された信号成分から情報を復調する復調手段とより構成する。

【0026】また、第2には、直交周波数分割多重信号中の複数あるサブキャリアのうち、所望の複数種のサブキャリアについて復調する場合には、受信信号とミキシングしてベースバンド信号を得る混合器に、ミキシング用の信号として与える信号を発生する局部発振器を周波数可変形のものとし、また、フィルタを複数種設けて、局部発振器の発振周波数を所定の周波数に順次変えながら受信信号をミキシングすると共に、フィルタを切り替えるようにし、これによって受信信号のうちの所望の複数のサブキャリアの周波数領域の信号成分を、順次抽出するようにした。

【0027】また、第3には、特定の複数のサブキャリアについて抽出する場合に、帯域制限フィルタを用い、この帯域制限フィルタにより取り出した直交周波数分割多重信号に対してFFTを行なうことにした。

【0028】

【作用】第1の構成の場合、受信信号を上記所望のサブキャリアの周波数領域の信号成分を抽出するフィルタ手段を設けて、このフィルタ手段を通すことにより、上記所望のサブキャリアの信号成分を得、この信号成分を復調部で復調して受信データを得るようにしたこと、従来のように全てのサブキャリアを抽出するためのFFT処理を不要とし、フィルタとシングルキャリアを対象とする復調部で受信系を構成することができるから、構成が簡易となり、また、FFT処理を不要とする分、装置が小型で低消費電力化できる等の効果が得られるようになるものである。

【0029】具体的には、送信側（変調系）で生成され

る複数のサブキャリアで構成された直交周波数分割多重信号からサブキャリアの一部だけを受信するためには、受信側（復調系）では、局部発振器の周波数を変化させて、受信したいサブキャリアの中心周波数が0 Hz（直流）となるように周波数変換する。周波数変換は受信信号を基準発振器から発生させた基準周波数信号とミキシングすることで行える。周波数変換された直交周波数分割多重信号に対してフィルタ手段、具体的には低域通過波器（LPF:Low Pass Filter）によって帯域制限を行ない不要なサブキャリアを除去し、抽出したいサブキャリアの成分のみにする。LPF通過後の直交周波数分割多重信号は隣接するサブキャリアが干渉となって重畳したNRZ（Non Return to Zero）信号となるため、シングルキャリアに適用する復調方式によって復調すれば伝送情報系列が復調される。そのために、

（1）伝送情報系列によって変調された複数のサブキャリアを周波数領域で互いに直交配置して直交周波数分割多重信号を生成する直交周波数分割多重信号変調手段と、前記直交周波数分割多重信号から伝送情報系列を復調する直交周波数分割多重信号復調系とによって実現される無線通信装置において、前記復調手段は、前記直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの1つもしくは複数の取り出す手段を具備し、前記取り出したサブキャリア信号に対して復調を行なう。

【0030】（2）また、本発明の無線通信装置では、受信側を良好に動作させるためにも前記直交周波数分割多重信号を生成する変調手段がガードインターバルを付加する手段を具備している。

【0031】（3）また、本発明においては復調手段では前記直交周波数分割多重信号を構成する複数のサブキャリアから任意のサブキャリアを復調するために、そのサブキャリアの中心周波数を直流（DC、ゼロ周波数）に変換する手段を具備している。

【0032】（4）また、本発明の無線通信装置に適用される復調手段は、取り出した任意のサブキャリアに相当する時間波形信号をサンプリングする手段と、前記サンプリングした時間波形信号に対してフーリエ変換を行なう手段を具備している。

【0033】（5）さらに、本発明の無線通信装置において、前記直交周波数分割多重信号から伝送情報系列を復調する復調手段は、隣接するサブキャリア間隔で決まる有効シンボル時間を複数の時分割した時間内で、前記直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの1つもしくは複数の取り出す手段と、この取り出したサブキャリア信号から伝送情報系列を復調する手段とを具備している。

【0034】（6）さらに、本発明の無線通信装置においては、時分割された複数の時間枠内ではそれぞれ異なる単一サブキャリアもしくは複数のサブキャリアを取り出し、それぞれ取り出したサブキャリアから伝送情報系

列を復調する。

【0035】また、第2の構成の場合、直交周波数分割多重信号中の複数のサブキャリアのうち、所望の複数のサブキャリアについて復調する場合には、受信信号とミキシングしてベースバンド信号を得る混合器に、ミキシング用の信号として与える信号を発生する局部発振器を周波数可変のものとし、また、フィルタを複数種設けて、局部発振器の発振周波数を所定の周波数に順次変えながら受信信号をミキシングすると共に、フィルタを切り替えるようにし、これによって受信信号のうちの所望の複数のサブキャリアの周波数領域の信号成分を、順次抽出するようにしたことにより、従来のように全てのサブキャリアを抽出するためのFFT処理を不要とし、フィルタとシングルキャリアを対象とする復調部で受信系を構成することができるから、構成が簡易となり、また、FFT処理を不要とする分、装置が小型で低消費電力化できる等の効果が得られるようになるものである。

【0036】また、第3の構成の場合、特定の複数のサブキャリアについて抽出する場合に、帯域制限フィルタを用い、この帯域制限フィルタにより取り出した直交周波数分割多重信号に対してFFTを行なうことにしている。

【0037】この帯域制限フィルタにより取り出した直交周波数分割多重信号に対してFFTを行なうようにしたことにより、FFTの総サンプル数を減少させることができるようになるため、FFTに要する計算時間、もしくはFFTの回路規模を短縮もしくは縮小することが可能となり、その分、装置が小型で低消費電力化できる等の効果が得られるようになるものである。

【0038】

【実施例】以下、本発明の実施例について図面を参照しながらを説明する。

【0039】（第1実施例）図1は、本発明の第1実施例に係る無線通信方式の直交周波数分割多重信号の周波数スペクトラムを示している。図1において、10は周波数領域、11-1～11-nはサブキャリア、12はキャリア間隔 Δf 、13は複数のサブキャリア11-1～11-n中の所望の抽出対象のサブキャリア、14は低域通過フィルタの特性である。

【0040】図1に示すように、直交周波数分割多重信号は周波数領域10において複数のサブキャリア11-1～11-n間の直交性を維持しながら配置し、符号12を付して示すキャリア間隔 Δf を狭めている。つまり、直交周波数分割多重信号の各サブキャリア11-1～11-nはそれぞれ互いに独立に変調されて伝送帯域内に直交配置される。

【0041】多数あるサブキャリア11-1～11-nのうち、抽出したい所望のサブキャリアを11-mとし、この所望の抽出対象サブキャリア11-mのみに着目すると、シングルキャリア変調波と看做することができる。従って、本発明

では、所望の抽出対象サブキャリア11-mをこのサブキャリア11-mの周波数帯域に合わせた特性の低域通過フィルタ14で抽出することで、以後の処理を単純化するようにするという点が、基本的な考え方となっている。

【0042】 具体的構成例を図2に示す。

【0043】 図2は、直交周波数分割多重信号を用いた無線通信方式における本発明に係る選択受信方式の通信装置のシステム構成を示したブロック図である。図2

(a)は送信機、図2(b)は受信機の構成であり、図2(a)において、20は直交周波数分割多重信号送信機本体(以下、送信機本体と呼ぶ)であり、21は送信情報系列、22は周波数軸信号点配置処理部、23は変調サブキャリア、24は逆フーリエ変換部、25は直交周波数分割多重信号時間サンプル、26はガードインターバル付加部、27はガードインターバル付加後時間波形信号サンプル、28はD/A変換器、29は直交周波数分割多重信号アナログ波、210は送信RF部、211は送信信号、212は送信アンテナである。

【0044】 上記周波数軸信号点配置処理部22は、入力される送信情報系列21を周波数領域でマッピング(f軸マッピング)して出力する装置であり、逆フーリエ変換部24は、この周波数軸信号点配置処理部22からの出力を逆フーリエ変換(逆FFT)処理して出力するものであり、ガードインターバル付加部26は、逆フーリエ変換部24の出力に対して信号間の干渉を防ぐための時間的ギャップであるガードインターバルを付加して出力するものである。

【0045】 また、D/A変換器28は、ガードインターバル付加部26の出力をアナログ信号化する装置であり、送信RF部210は、このアナログ信号を所望の周波数帯域の信号に変換し、所望の送信電力まで増幅して無線送信可能な状態の信号にする装置であり、アンテナ212はこの送信RF部210からの信号を無線信号として送信するものである。

【0046】 また、周波数軸信号点配置処理部22の出力信号が23の変調サブキャリアであり、逆フーリエ変換部24の出力が直交周波数分割多重信号時間サンプル25であり、ガードインターバル付加部26の出力が、27のガードインターバル付加後時間波形信号サンプルである。また、D/A変換器28の出力が29の直交周波数分割多重信号アナログ波であり、送信RF部210の出力が211の送信信号である。

【0047】 図2(b)の構成において、213は受信機本体であり、214はアンテナ、215は受信信号、216はRF部、217は出力信号、218は局部発振器、219は基準信号、220は混合器(ミキサー)、221は所望周波数の低域信号、222はLPF(低域通過フィルタ)、223は時間波形信号、224はA/D変換器(ADC)、225はデジタル信号、226はシングルキャリア復調回路である。

【0048】 RF部216はアンテナ214で受信した受信信号215を増幅して中間周波数(IF)に周波数変換して出力するものであり、局部発振器218は所要の周波数の基準信号219を発振する装置であり、また、混合器220はRF部216の出力と局部発振器218の出力する基準信号219とを混合して所望周波数の低域信号221に周波数変換して出力するものである。

【0049】 局部発振器218が発振出力する基準信号219の周波数は、所望サブキャリアや所望サブキャリア群の中心周波数が0(DC(直流分))に変換される周波数もしくは、所望サブキャリア群の最上位または最下位のサブキャリアの中心周波数に相当する周波数である。

【0050】 LPF222は、混合器220からの低域信号221を所定の低域通過特性のフィルタにより濾波して、複数サブキャリアの成分うちの不要サブキャリアを除去するものであり、これによって抽出したい所望のサブキャリア成分を得るものである。また、シングルキャリア復調回路226はこの抽出したサブキャリアの信号を復調して受信データとして出力する装置である。

【0051】 周波数変換された低域信号221はLPF222により隣接する不要サブキャリアを除去することで、得られた所望サブキャリアに相当する時間波形信号223は、最終的にはシングルキャリア復調回路226により所望チャネルの受信データに復調されるが、シングルキャリア復調回路226がデジタル回路で構成されている場合には、LPF出力信号223をA/D変換器(ADC)224によりサンプリングされ、デジタル信号225に変換され後にシングルキャリア復調回路226により復調処理されて所望の伝送情報系列227に復調される構成となる。

【0052】 また、シングルキャリア復調回路226がサンプルホールド回路やLPF、積分回路のようなアナログ回路で実現される場合、図中のA/D変換器224は不要となり、LPF222の出力信号223が直接シングルキャリア復調回路226に入力され、所望の伝送情報系列227に復調される構成とする。

【0053】 なお、特に本発明では、不要サブキャリアを除去する回路としてLPF222を用いて実現し、しかも、このLPF222を、構成容易なアナログフィルタを適用して構成することでコストダウンを図ると共に、フィルタを通すことでシングルキャリア化することで、後段のA/D変換器224のサンプリング周波数を低く設定できるようにしている。

【0054】 つぎに上記構成の本装置の作用を説明する。

【0055】 送信機本体20側では、入力された送信データ21を周波数軸信号点配置処理部22が周波数領域でマッピング(f軸マッピング)する。周波数軸信号点配置処理部22でf軸マッピングされたデータ(マッピングデータ23)は逆FFT部24で逆FFT処理されて出力された、時間領域波形25に変換される。この逆FFT部24か

らの逆FFT処理されデータはガードインターバル付加処理部26に入力され、ここでガードインターバルを付加される。この結果、逆FFTされた時間波形信号25に対してガードインターバルが付加された信号形態の時間波形信号27になる。

【0056】ガードインターバルが付加された時間波形信号27はD/A変換器(DAC)28に入力され、ここでアナログ時間波形の信号29に変換される。そして、このアナログ信号29はRF部210において所望の周波数帯域の信号に変換され、かつ所望の送信電力まで増幅された無線信号211としてアンテナ212から出力される。

【0057】以上は送信系の動作であり、つぎに受信系の動作について説明する。

【0058】受信機本体213では、アンテナ214で受信した受信信号215は、RF部216において増幅されて中間周波数(IF)に周波数変換され、出力信号217となる。RF部216で中間周波数まで周波数変換されて出力された出力信号217は、局部発振器218からの基準信号219と混合器220で混合(ミキシング)されて所望周波数信号221に周波数変換される。

【0059】局部発振器218から出力される基準信号219の周波数は、所望サブキャリアや所望サブキャリア群の中心周波数が0(DC)に変換される周波数もしくは、所望サブキャリア群の最上位または最下位のサブキャリアの中心周波数である。

【0060】周波数変換されて出力された低域信号221は、LPF222を通すことにより、隣接する不要サブキャリアが除去される。不要サブキャリアが除去された後の所望サブキャリアに相当する時間波形信号223は、シングルキャリア復調回路226がデジタル回路で構成されている場合には、LPF出力信号223をA/D変換器224によりサンプリングされ、デジタル信号225に変換された後に復調処理されて所望の伝送情報系列227に復調される。また、シングルキャリア復調回路226がアナログ回路で実現される場合には、図中のA/D変換器224は不要となり、LPF222の出力信号223が直接、シングルキャリア復調回路226に入力され、所望の伝送情報系列227に復調される。

【0061】このように、本発明では、複数あるサブキャリアのうち、特定のサブキャリアを得るため、混合器220を通して低域信号化した受信信号221をLPFを通すようにした。これにより、後段の処理はシングルキャリアの信号を扱うのと同じであり、回路構成がシンプルになる。

【0062】また、不要サブキャリアを除去するフィルタ(LP F 222)として、実現が容易なアナログフィルタを適用し、コストダウンを図ると共に、フィルタを通すことでシングルキャリア化することで、A/D変換器224のサンプリング周波数を低く設定できるようになり、これによってA/D変換器のコストダウンと低消費

電力化を可能にし、また、FFTを不要にしたことで、これによる大幅なコストダウンと低消費電力化および回路占有容積の縮小を可能にし、小形化、構成の簡易化をも実現できることになる。

【0063】なお、一般的にはA/D変換器によりデータをサンプリングするためには、A/D変換器のサンプリングレートの1/2以上の周波数成分を除去しなければならない(サンプリング定理)。

【0064】そのため、周波数変換された低域信号221をサンプリングする際には、A/D変換器224の前段にサンプリング定理を満足させるためのLPFが挿入されることになるが、図2に示した受信機本体の構成におけるLPF222はこのような目的で挿入されるLPFを指しているのではなく、所望サブキャリアのみを取り出し、不要サブキャリアを除去するために設けられるものである。

【0065】従って、本実施例のLPF222はサンプリング定理を満たすためのLPFと比べて、急峻な特性が必要となる。本実施例のLPF222は特性は、直交周波数分割多重信号の特定サブキャリアを選択復調する受信機の受信特性に影響を与える。これはLPFの特性が選択受信器の受信特性を劣化させる符号間干渉の発生に関与するためである。以下に、この符号間干渉の発生原因について説明する。

【0066】LPFの出力信号の周波数特性は、LPFの周波数特性と被帯域制限信号の周波数特性の積で表わされる。周波数領域での積は、時間領域における畳み込み和で表現できるため、LPFの出力信号の時間応答は、LPFのインパルス応答と被帯域制限の時間応答との畳み込み和で表現できる。つまり、低域信号221(前述の被帯域制限信号に相当)をLPF222により帯域制限することにより得られる時間波形信号223は、LPF222のインパルス応答と低域信号221の畳み込みの和で表わすことができる。

【0067】符号間干渉は、隣接するシンボルからの不要振幅が所望波に混入するために発生する。従って、LPF222のインパルス応答によって符号間干渉電力が左右される。

【0068】つまり、フィルタのインパルス応答が直交周波数分割多重信号の1シンボル時間内で零になっていれば、隣接するシンボルからの影響が起らないため、符号間干渉は発生しない。このようなフィルタの例を図3および図4に示す。

【0069】図3は本発明の無線通信方式における選択受信方式による受信機に適用するLPFの周波数特性を示す図であり、図4は本発明の無線通信方式における選択受信方式による受信機に適用するLPFの時間特性を示す図である。

【0070】図3および図4において、501は周波数領域であり、502はTなる時間幅の時間領域、fは周波

数、 t は時間である。周波数領域 501ではサブキャリア間隔 (Δf) 毎にヌルが存在し、時間領域 502では、インパルス応答が1シンボル時間内で零になっている。しかしながら、このようなフィルタを実現することは容易でない。そのため、影響の少ないLPFの選定が重要となる。

【0071】図5はフィルタの次数と符号間干渉電力の関係を示したものである。フィルタはアナログ回路による簡易実現を考慮してベッセル型とし、ガードインターバル長は有効シンボルの1/4としている。フィルタの次数の決定には、隣接するサブキャリアからの干渉電力とインパルス応答長による符号間干渉というトレードオフがある。

【0072】つまり、フィルタを高次にすることによって、遮断特性は急峻になり、隣接するサブキャリアからの干渉は抑圧されるが、LPFのインパルス応答長が長くなるので、符号間干渉電力の改善効果が薄れてしまう。フィルタをベッセル型とした図5の例では、5次を採用することで、干渉抑圧効果と低次数化によるコストの削減が可能となり、受信特性の改善が図れる。

【0073】以上は、直交周波数分割多重信号中の複数あるサブキャリアのうち、所望のサブキャリアについてのみ、選択的に受信する用途に適用する構成として、受信信号を上記所望のサブキャリアの周波数領域の信号成分を抽出するフィルタを設けて、このフィルタを通すことにより、上記所望のサブキャリアの信号成分を得、この信号成分を復調部で復調して受信データを得るようにしたので、従来のように全てのサブキャリアを抽出するためのFFT処理を不要とし、フィルタとシングルキャリアを対象とする復調部で受信系を構成することができるから、構成が簡易となり、また、FFT処理を不要とする分、装置が小型で低消費電力化できる等の効果が得られるようになる。

【0074】以上の第1実施例は、特定のサブキャリアのみをフィルタで抽出してそのサブキャリアによる伝送データの受信を行う構成であるが、復調する対象を全サブキャリアによる伝送データとしたり、全サブキャリアによる伝送データとまではゆかなくても、複数のサブキャリアによる伝送データを復調の対象とするような受信装置においては当然FFTによる変換処理を伴う構成とする必要があり、FFT処理回路等が必要で、消費電力の問題が残る。そこで、第1実施例をこのような装置に適用して、この第1実施例の構成により、受信側の電源のオンの制御を行う構成とすれば、受信待機時に消費電力の大幅な節減が可能になる。

【0075】このような実施例を第2実施例としてつぎに説明する。

【0076】(第2実施例)図6は、本発明における第2実施例を説明するブロック図である。本発明による通信方式を用いることにより、受信機の低消費電力化の実

現を以下に説明する。

【0077】図において、701はアンテナ、702はセレクト、703は特定サブキャリア選択受信機、704は直交周波数分割多重信号受信機、705は制御回路、706はアサイン信号、707はON(オン)信号である。

【0078】これらのうち、アンテナ 701は直交周波数分割多重信号を受信するためのものであり、セレクト 702は、アンテナ 701にて受信した信号を特定サブキャリア選択受信機 703と直交周波数分割多重信号受信機 704のうちのいずれか一方に与える回路切り替えのためのスイッチである。制御回路 705は、特定サブキャリア選択受信機 703からの信号(アサイン信号 706)を受けてセレクト 702を切り替え制御するものである。

【0079】特定サブキャリア選択受信機 703は、受信したサブキャリアのうち特定のサブキャリアを抽出するための受信機であり、この特定サブキャリア選択受信機 703としては、例えば、図2(本願発明の構成)の構成が適用できる。また、直交周波数分割多重信号受信機 704は、全サブキャリアを対象に受信して、それぞれのサブキャリアを抽出し、それぞれのサブキャリアで伝送されてきた情報を復調する受信機であり、例えば、図16(従来方式による復調方式)に示すような構成が適用できる。

【0080】本システムにおいては、送信側において、アサイン情報を特定のサブキャリアを使用して伝送するようにし、受信機側では、この特定サブキャリアを監視して直交周波数分割多重信号受信機 704を電源オンオフ制御することにより、消費電力の軽減を図るようにしている。

【0081】そのため、特定サブキャリア選択受信機 703は、特定サブキャリアとして制御チャネル信号のサブキャリアを抽出対象とし、これを監視して、アサイン情報を制御チャネル信号により受け取ると、受信機がアサインされた旨を制御回路 705にアサイン信号 706により通知することができるように構成してあり、制御回路 705では、このアサイン信号 706によって直交周波数分割多重信号受信機 704にON(オン)信号 707を送り、動作させる構成である。特定サブキャリア選択受信機 703の消費電力は、直交周波数分割多重信号受信機 704のそれに比べて大幅に少ないため、低消費電力化を実現できる構成となる。

【0082】このような構成の本装置の作用を説明する。この実施例では、送信機より送出する直交周波数分割多重信号の複数あるサブキャリアのうち、特定キャリア(1つもしくは複数)を、図7に示すよう制御チャネル 601として割り当てる。他のキャリアは、データチャネル 692とする。そして、受信機をアサインさせる場合に、この制御チャネル 601を使用してアサイン情報を送信するようにする。

【0083】受信機側では、アンテナ 701により受信し

た直交周波数分割多重信号は、セレクトア 702に入力され、セレクトア 702出力は特定サブキャリア選択受信機 703もしくは直交周波数分割多重信号受信機 704に輸入される。待機状態の場合、制御回路 705はセレクトア 702を特定サブキャリア選択受信機 703の側に切り替えるように構成してあり、かつ、直交周波数分割多重信号受信機 704は電源オフの状態に制御する構成である。しかも、特定サブキャリア選択受信機 703は、制御チャネル信号を送信するサブキャリアのみを抽出してアサイン情報を得る装置であるために、特定サブキャリア選択受信機 703では、制御チャネル信号を監視することになる。

【0084】このようにして待機状態においては、特定サブキャリア選択受信機 703では、制御チャネル信号を監視する。そして、制御チャネル信号によりアサイン情報を受けると、受信機がアサインされた旨を制御回路 705にアサイン信号 706により通知する。

【0085】制御回路 705では、特定サブキャリア選択受信機 703からのこのアサイン信号706によってセレクトア 702を直交周波数分割多重信号受信機 704の側に切り替えると共に、電源オン操作の指令信号であるON（オン）信号 707を出力し、直交周波数分割多重信号受信機 704に与える。

【0086】直交周波数分割多重信号受信機 704ではこのON信号 707を受けて電源がオンになり、受信処理が可能な状態になる。図2の構成を採用した特定サブキャリア選択受信機 703の消費電力は、全サブキャリアを復調する直交周波数分割多重信号受信機 704のそれに比べて大幅に少ないため、全サブキャリアを復調する直交周波数分割多重信号受信機を構成するにあっても、本実施例の構成を採用すると受信機の大幅な低消費電力化を実現できることになる。

【0087】ここで図8に示すように、制御チャネルを1波のみに割り当てた場合、マルチパス 801の影響を受け、消失してしまうことがある（制御チャネル（1）802参照）。

【0088】その場合には、例えば、制御チャネル（1）と制御チャネル（2）といった具合に制御チャネルを複数キャリアに割り当て、受信機における受信電界強度測定によって最適な制御チャネルを選択するようにすると、支障がなくなる。

【0089】つぎに第3実施例を説明する。

【0090】（第3実施例）以上の実施例は、いずれも複数あるサブキャリアのうち、所望の一つを抽出して復調する構成である。この考え方を一歩前進させ、複数あるサブキャリアのうち、所望のいくつかを抽出して復調する構成に適用すると、FFTを必要とするものの、全サブキャリアを処理の対象にする場合に比べ、FFTを簡易化でき、また、A/D変換器もサンプリングレートの低いもので済ますことができ、小電力化、簡素化が可能になる。このような用途は、全サブキャリアの全デ

ータを必要とせず、特定のいくつかのサブキャリアのデータを利用できれば良い受信装置に最適である。

【0091】図9は、このような用途のための本発明の第3実施例に係る無線通信方式の選択受信方式の受信機の構成を説明するブロック図である。直交周波数分割多重信号を生成する送信機の構成は、図2の例と同じである。

【0092】図9において、30は受信機本体、31は受信アンテナ、32は受信信号、33はRF部、34はRF部33の出力信号で低域信号である。35は混合器（ミキサー）、36は局部発振器、37は、38は、39は帯域制限フィルタ（BPF）、310は複数のサブキャリア、311はA/D変換器、312は離散信号、313はガードインターバル除去処理部、314はガードインターバルが除去された信号、315はフーリエ変換（FFT）部、316はフーリエ変換（FFT）出力、317はデマッピング処理部、318は所望受信データである。

【0093】この実施例では、受信アンテナ31で受信した受信信号32をRF部33で増幅し、混合器35で局部発振器36の出力する基準信号37とミキシングして周波数変換し、これを帯域制限フィルタ39を通すことによって所望の連続する複数のサブキャリア 310を取り出す構成としてある。また、A/D変換器 311はこの取り出した所望の連続する複数のサブキャリア 310をサンプリングしてデジタルデータ化するものであり、ガードインターバル除去処理部 313はこのA/D変換器 311の出力する信号（離散信号） 312中からガードインターバルの成分を除去する処理を行うものである。

【0094】フーリエ変換（FFT）部 315はガードインターバル除去処理部 313の出力信号 314をフーリエ変換（FFT）処理をするものであり、デマッピング処理部 317はこのFFT処理後のデータをデマッピング処理（送信側でf軸マッピングされたデータを元に戻すための処理）して所望受信データ 318を得るものである。

【0095】このような構成において、受信機本体30では、受信アンテナ31で受信した受信信号32をRF部33に与え、RF部33ではこの受信信号32を増幅してその増幅した信号34を混合器35に与える。この混合器35ではこの増幅した信号34のほかに、局部発振器36の出力する基準信号37が入力され、これらを混合（ミキシング）することにより、周波数変換する。この周波数変換された信号が38の信号である。

【0096】ここでは周波数変換の操作を1段分しか示していないが、一般的な複数段のヘテロダイン方式（スーパーヘテロダインやダブルスーパーヘテロダインなど）を含んでいる。

【0097】混合器35において周波数変換された信号38は、帯域制限フィルタ39に通されることによって、所望の連続する複数のサブキャリア 310が取り出される。図10は上記帯域制限フィルタ39によって取り出した信号

310の周波数スペクトルの様子を示している。図中、41はそれぞれサブキャリア、42はサブキャリア間隔 Δf 43は抽出したい所望のサブキャリア群(複数のサブキャリア)、44は帯域制限フィルタ(BPF) 39の持つ帯域通過フィルタ特性である。直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアは図10中に41で示す如く複数ある。これらのうち、符号43を付して示すサブキャリアが抽出したい対象のサブキャリアであるとする、図10のような受信直交周波数分割多重信号を44で示す如き帯域通過フィルタ特性を持つ帯域制限フィルタ39を通すことによって取り出された帯域制限フィルタ出力 310は符号43を付して示すサブキャリアのみとなる。

【0098】この帯域制限フィルタ出力 310は直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの一部であり、A/D変換器 311によってサンプリングされて離散信号 312となり、ガードインターバル除去処理部 313でガードインターバルの除去を行った後の信号 314をフーリエ変換部 315でFFT処理することで、所望のサブキャリアのフーリエ変換(FFT)出力 316だけが抽出される。

【0099】そして、この所望のサブキャリア成分についてのFFT出力 316をデマッピング処理部 317によりデマッピング処理することにより、所望受信データ 318を得る。

【0100】本発明では、帯域制限フィルタ39により一部のサブキャリアのみを抽出して当該一部のサブキャリアにより伝送されるデータを復調する構成であるため、全てのサブキャリアを処理する構成に比べて、復調系のA/D変換器のサンプリング周波数を低くすることができる。すなわち、第2実施例と同様に不要キャリアは帯域制限フィルタ39により除去するため、サンプリング対象は抽出されたサブキャリアに対してのみで良く、従って、A/D変換器 311のサンプリング周波数を低く設定することが可能である。

【0101】ただし、本実施例ではフーリエ変換(FFT)部 315でFFT処理を実行するため、単位シンボル時間内におけるサンプリング数(標本数)は、帯域制限フィルタ39で取り出した複数のサブキャリア 310の本数以上を必要とする。

【0102】また、帯域制限フィルタ39により所望のキャリアを取り出すと、帯域制限の影響によりサブキャリア間の直交性が崩れる。これは、帯域制限フィルタの時間応答の影響であり、結果的に符号間干渉が発生する。この符号間干渉の影響を受けると、不要な妨害成分が等価的に雑音となって受信信号に混入されることとなり、耐雑音特性が劣化する。

【0103】そこで、耐雑音特性の向上を図る必要が生じるが、そのためには、帯域制限フィルタ39の帯域を抽出対象である所望のサブキャリアの帯域幅よりも広く取り、A/D変換器 311のサンプリング周波数を高く設定

するようにすればよい。

【0104】図11は、帯域制限フィルタ39の帯域を所望のサブキャリアの帯域幅よりも広く取り、A/D変換器 311のサンプリング周波数を高く設定した際の周波数スペクトルを示したものである。

【0105】帯域制限フィルタ39の帯域を広げたために隣接シンボルからの符号間干渉が低減できる上に、サンプリング周波数を高く設定するので、隣接サブキャリアからの干渉を抑圧することも可能となり、耐雑音特性がより改善される。

【0106】以上の第3実施例は、複数あるサブキャリアのうち、所望のいくつかを抽出して復調する場合に、FFTを必要とするものの、全サブキャリアを処理の対象にする場合に比べ、FFTを簡易化でき、また、A/D変換器もサンプリングレートの低いもので済ますことができて、小電力化、簡素化が可能になる。

【0107】ここで、本発明のシステムにおいて、送信系ではガードインターバルを付加する構成としているが、このガードインターバル付加の有効性について少し触れておく。

【0108】図12は、ガードインターバル付加の有効性を説明する図である。一般に直交周波数分割多重信号波の生成では、無線電波のマルチパス伝搬歪み対策用にガードインターバルが付加される。しかし、本発明のように、任意のサブキャリアだけを選択的に受信するようにした無線通信用受信機では、隣接シンボルからの符号間干渉の除去にも、ガードインターバルを付加することは非常に有効である。

【0109】これを説明したものが図12である。同図は、第1実施例に示したLPF(低域通過フィルタ) 222をアナログのベッセル型と仮定した場合のLPF 222の遮断特性を決定するガードインターバル長60に対する符号間干渉電力61を示したものである。

【0110】これによれば、LPF 222の次数を固定してガードインターバル長60で評価すると、次第に符号間干渉電力62が減少することが分かる。その結果、等価的に発生する雑音電力が低減され、伝送情報系列の品質(符号誤り率特性)が大きく改善される。

【0111】(第4実施例) つぎに、複数のサブキャリアをFFTを行わずに復調する例を第4実施例として説明する。これは受信側において、直交周波数分割多重信号から伝送情報系列を復調する復調系として、隣接するサブキャリア間隔で決まる有効シンボル時間を複数に時分割した時間内で、前記直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの1つもしくは複数を取り出し、この取り出したサブキャリア信号から伝送情報系列を復調する構成である。

【0112】詳細を説明する。本システムではそれぞれ異なる情報を伝送するために、伝送する情報別にそれぞれ異なるサブキャリアを使用して複数のサブキャリアに

よる情報伝送をする。送信系では、図 13 に示すように、周波数軸 70 上に配置した複数のサブキャリア 71 は、符号 72 を付して示すサブキャリア間隔 Δf を、直交条件を満たすように設定し、それらサブキャリア群を逆フーリエ変換することにより、時間軸 73 上での直交周波数分割多重信号時間波形 74 を得るようにし、これを変調してアンテナより送信する。

【0113】ここで、送信する情報の有効シンボル長は、符号 72 を付して示すサブキャリア間隔 Δf の逆数で求まる時間 T (符号 75 を付して示す T) とガードインターバル時間 ΔT (符号 76 を付して示す ΔT) から、 $T + \Delta T$ なる関係式で与えられる。

【0114】図 13 では符号 75 を付して示すものが時間 T であり、この時間 T を 4 つに時分割したスロット構成 (符号 77 を付して示す時間スロット参照) とした例を示している。ここで、 T を 4 つに時分割したそれぞれを仮に $T1$ 、 $T2$ 、 $T3$ 、 $T4$ とする。

【0115】 $T1$ は時間スロット 77 における符号 78 を付した部分であり、 $T2$ は時間スロット 77 における符号 79 を付した部分であり、 $T3$ は時間スロット 77 における符号 710 を付した部分であり、 $T4$ は時間スロット 77 における符号 711 を付した部分であるとする。

【0116】ここで、例えば図 2 の局部発振器 218 がその発振基準信号 219 の周波数を任意に切り替えることができる構成であるものを使用しているとすると、それぞれのスロット 78 ~ 711 では、それぞれのタイミング期間に、例えば図 2 の局部発振器 218 の発振基準信号 219 の周波数をそれぞれ所要の一つに切り替えるようにする。図 13 の例では、それぞれ符号 712 ~ 715 を付して示す $f1 \sim f4$ に切り替えており、符号 78 で示すスロット $T1$ の期間では発振基準信号 219 の周波数は $f1$ 、符号 79 で示すスロット $T2$ の期間では発振基準信号 219 の周波数は $f2$ 、符号 710 で示すスロット $T3$ の期間では発振基準信号 219 の周波数は $f3$ 、符号 711 で示すスロット $T4$ の期間では発振基準信号 219 の周波数は $f4$ となる。

【0117】このように各スロットのタイミング期間に合わせて局部発振器 218 の発振基準信号 219 の周波数を変えるようにした結果、各スロットでそれぞれ異なる周波数の発振基準信号 219 を発生させて混合器 220 で受信信号とミキシングすることができるようになり、これによって発振基準信号 219 の周波数別に異なる中間周波数の受信信号を得ることができ、これらをそれぞれの中間周波数対応の LPF で濾波して抽出することで、1 シンボル時間内に複数の独立なサブキャリアを対象に復調することが可能となり、図 16 に示すような従来の複数のサブキャリア復調に必要なフーリエ変換器等が不要になる。

【0118】第 4 実施例を具体化する受信側構成例を図 14 に示す。図において、80 は受信信号 $r(n)$ 、81 は混

合器、82 は局部発振器、83 は基準信号、84 はタイミング発生器、85 はサブキャリア間隔の逆数で決まる周期 T 、86 は制御信号、87 はベースバンド信号、88 は LPF、89 は遅延素子、810 はサンプルホールド回路、811 は制御信号、812 はサンプルホールド回路、817 は切り替え回路である。

【0119】これらのうち、局部発振器 82 は基準信号 83 を発生するものであり、この基準信号 83 の周波数を変えることができるようにしてある。周波数を変えることができるようにするためは、局部発振器 82 は例えば、電圧制御発振回路 (VCO) により構成すれば良い。

【0120】混合器 81 は、符号 80 で示す受信信号 $r(n)$ と、局部発振器 82 の基準信号 83 とをミキシングして中間周波数のベースバンド信号 87 化して出力する回路である。タイミング発生器 84 は、サブキャリア間隔の逆数で決まる周期 T の情報 85 を時分割制御するための回路であり、周期 T の情報 85 よりも短い時間 (図中では $T/4$ の時間) 毎に $f1 \sim f4$ の周波数を発生させるような制御信号 86 を局部発振器 82 へ与えると共に、符号 85 で示す周期 T の各タイムスロット $T1 \sim T4$ に従って切り替え回路 817 を順次切り替え制御するような制御信号 86 を出力するものである。

【0121】また、タイミング発生器 84 は、符号 85 で示す周期 T の各タイムスロット $T1 \sim T4$ に従って所定時間の遅延を与えるべく、遅延素子 89 を制御するような制御信号 86 を出力するものである。

【0122】LPF 88 はそれぞれ異なる周波数特性を持つ低域通過フィルタであり、局部発振器 82 の発振周波数変化により、混合器 81 から得られる出力の周波数特性に合わせたフィルタ特性の 4 種のフィルタから構成されている。切り替え回路 817 はこの 4 種のフィルタを切り替える回路であり、混合器 81 からの出力を制御信号 86 により順次切り替え制御して選択したフィルタに入力させるためのものである。

【0123】サンプルホールド回路 812 はこの LPF 88 の出力をサンプリングし、ホールドする回路であり、遅延素子 89 はこのサンプリング・ホールドの制御信号を遅延させるためのものである。

【0124】このような構成の受信機において、受信アンテナで受信し、RF 部にて所定の信号処理が行われ、中間周波数に周波数変換された符号 80 を付して示す受信信号 $r(n)$ は、ベースバンド帯域へ周波数変換するための混合器 81 に入力される。

【0125】混合器 81 には、局部発振器 82 から所定の周波数 $f1$ の基準信号 83 も入力され、直交周波数分割多重信号を構成する複数のサブキャリアの中から任意のサブキャリアがベースバンド帯域に周波数変換される。タイミング発生器 84 は、サブキャリア間隔の逆数で決まる周期 T (図中符号 85 を付して示す周期) を時分割制御するための制御回路であり、その働きとして、周期 T の情報

85よりも短い時間（図中では $T/4$ の時間）毎に $f_1 \sim f_4$ の周波数を発生させるような制御信号86を局部発振器82へ送る。また、混合器81で周波数変換されたベースバンド信号87を複数存在する所定のLPF88へ入力させるためのスイッチング信号の役目もある。

【0126】さらに、制御信号86は遅延素子89に入力され、所定時間の遅延の後に符号88を付して示す複数のLPFの出力信号810をサンプリングすると共に保持するための制御信号811となってサンプルホールド回路812に入力される。

【0127】図中の813～816は、複数のLPF88の各出力時間波形信号810を示した概念図であり、スロット $T_1 \sim T_4$ の各タイミングで局部発振器82の発振周波数を変え、これに合わせてLPF88のフィルタ特性を変えるようにしたこと、スロット T_1 のタイミングでは f_1 の情報が、スロット T_2 のタイミングでは f_2 の情報が、スロット T_3 のタイミングでは f_3 の情報が、スロット T_4 のタイミングでは f_4 の情報が、それぞれ出力され、それぞれのスロット内では独立なサブキャリアに載せた伝送情報が復調できるようになるのである。

【0128】この一実施例では、サブキャリア間隔で一意に決定される時間 T （符号85を付して示した T ）を4分割して説明しているが、この分割数はもちろん4に限るものではない。また、各スロット $T_1 \sim T_4$ の分割は均等分割でなくても良い。そして、LPFに関してもフィルタ特性曲線の傾向は全て同じ方が望ましいが、その限りではない。

【0129】以上、種々の実施例について説明したが、要するに本発明は、直交周波数分割多重信号中の複数あるサブキャリアのうち、所望のサブキャリアについてのみをフィルタで抽出して復調し、そのサブキャリアによる伝送データの受信を行う構成としたものである。

【0130】そして、受信信号を上記所望のサブキャリアの周波数領域の信号成分を抽出するフィルタを設けて、このフィルタを通すことにより、上記所望のサブキャリアの信号成分を得、この信号成分を復調部で復調して受信データを得るようにしたこと、従来のように全てのサブキャリアを抽出するためのFFT処理を不要とし、フィルタとシングルキャリアを対象とする復調部で受信系を構成することができるから、構成が簡易となり、また、FFT処理を不要とする分、装置が小型で低消費電力化できる等の効果が得られるようになるものである。

【0131】また、直交周波数分割多重信号中の複数あるサブキャリアのうち、所望の複数種のサブキャリアについて復調する場合には、受信信号とミキシングしてベースバンド信号を得る混合器にミキシング用の信号として与える信号を発生する局部発振器を周波数可変のものとし、また、フィルタを複数種設けて、局部発振器の発振周波数を所定の周波数に順次変えながら受信信号を

ミキシングすると共に、フィルタを切り替えるようにし、これによって受信信号のうちの所望の複数のサブキャリアの周波数領域の信号成分を、順次抽出することにより、従来のように全てのサブキャリアを抽出するためのFFT処理を不要とし、フィルタとシングルキャリアを対象とする復調部で受信系を構成することができるから、構成が簡易となり、また、FFT処理を不要とする分、装置が小型で低消費電力化できる等の効果が得られるようになるものである。

10 【0132】また、特定の複数のサブキャリアについて抽出する場合に、帯域制限フィルタを用い、この帯域制限フィルタにより取り出した直交周波数分割多重信号に対してFFTを行なうことにした。この帯域制限フィルタにより取り出した直交周波数分割多重信号に対してFFTを行なうようにしたことにより、FFTの総サンプル数を減少させることができるようになるため、FFTに要する計算時間、もしくはFFTの回路規模を短縮もしくは縮小することが可能となり、その分、装置が小型で低消費電力化できる等の効果が得られるようになるものである。

20 【0133】

【発明の効果】以上、詳述したように本発明は、受信側においては、直交周波数分割多重信号を構成するキャリアの一部もしくは複数を帯域制限フィルタにより取り出し、シングルキャリアによる復調方式と同等の復調を行なう構成としたことにより、送信側から送出される全信号を受信しなくとも、任意のサブキャリアの選択受信を可能としたものであり、従って、構成簡易にして省スペース、省電力化を図った無線通信装置を提供できる。また、前記帯域制限フィルタにより取り出した直交周波数分割多重信号に対してFFTを行なうことにより、FFTの総サンプル数を減少させることができるため、FFTに要する計算時間もしくはFFTの回路規模を短縮もしくは縮小することが可能となる。

【0134】さらに本発明では不要キャリアをLPFにより抑圧する構成としたため、受信系のA/D変換器のサンプリングレートを低く設定することが可能となり、受信系の回路構成を簡素化することができる。

40 【0135】また、送信系においてガードインターバルを付加することにより、前記LPFでの帯域制限により発生する直交周波数分割多重信号の隣接するシンボルからの干渉の影響が低減されるようになるため、復調信号の識別余裕が大きくなり、符号誤り率特性を改善することが可能となる。

【0136】また、受信系では、直交周波数分割多重信号を構成するサブキャリアの中心周波数をゼロに周波数変換し、隣接キャリアをLPFにより抑圧することにより、ガードインターバルを除去する回路が不要となるために、受信系の回路構成を簡素化することができる。

50 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施例を説明するための図であって、直交条件を満たした直交周波数分割多重信号の周波数スペクトルを説明する一例としての図。

【図 2】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の第 1 の実施例に係る選択受信方式の無線通信装置の構成を説明する送受信系のブロック図。

【図 3】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の選択受信方式による無線通信装置における受信機に適用する L P F の周波数特性を示した図。

【図 4】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の選択受信方式による無線通信装置における受信機に適用する L P F の時間特性を示した図。

【図 5】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の選択受信方式による無線通信装置における受信機に適用する L P F の次数と干渉電力の関係を示した図。

【図 6】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の第 2 実施例としての選択受信方式による無線通信装置における受信機の構成を示したブロック図。

【図 7】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の第 2 実施例における制御チャネルの配置例を示す図。

【図 8】本発明の実施例を説明するための図であって、マルチパスにより制御チャネルが消失する例を示した図。

【図 9】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の第 3 実施例に係る選択受信方式の無線通信装置に適用される受信機の一例を説明するブロック図。

【図 10】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の無線通信方式において複数のサブキャリアを同時に選択受信する際の概念を説明する周波数スペクトラムの一例を示す図。

【図 11】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の無線通信方式において複数のサブキャリアを同時に選択受信する際の概念を説明する周波数スペクトラムの一例を示す図。

【図 12】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の無線通信方式における受信機を構成するガードインターバルと復調信号に含まれる等価雑音電力との関係を示す図。

【図 13】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の無線通信方式の受信機における複数のサブキャリアを時分割に復調する概念を説明する図。

【図 14】本発明の実施例を説明するための図であって、本発明の無線通信装置の受信機における複数のサブキャリアを時分割に復調する方式の構成例を示すブロック図。

【図 15】階層化直交周波数分割多重信号における周波数割当例を示す図。

【図 16】従来例を説明するための図であって、直交周

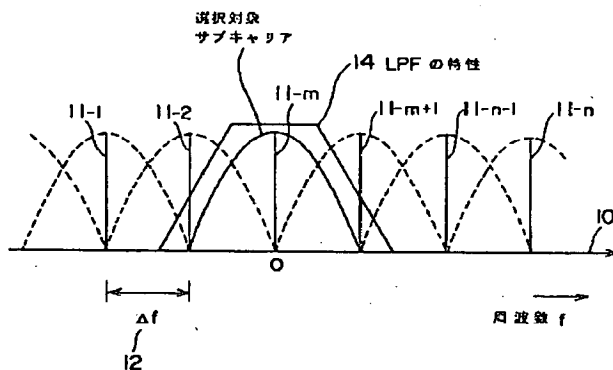
波数分割多重信号を利用した従来の送受信系の回路ブロック図。

【符号の説明】

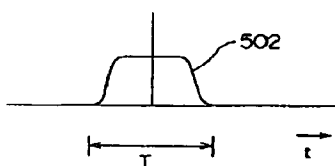
- 10…周波数軸（周波数領域）
- 11-1~11-n…サブキャリア
- 11-m…所望の抽出対象サブキャリア
- 12…サブキャリア間隔
- 14, 44, 54, 222…低域通過フィルタ（L P F）
- 20…直交周波数分割多重信号送信機本体
- 21…送信情報系列
- 22…周波数軸信号点配置処理部
- 23…変調サブキャリア
- 24…逆フーリエ変換（逆 F F T）部
- 25…直交周波数分割多重信号時間サンプル
- 26…ガードインターバル付加部
- 27…ガードインターバル付加後時間波形信号サンプル
- 28…D/A変換器
- 29…直交周波数分割多重信号アナログ波
- 30…受信機本体
- 31…受信アンテナ
- 32…受信信号
- 33…R F 部
- 34…中間周波数
- 35, 81, 220…混合器（ミキサー）
- 36…局部発振器
- 37…基準信号
- 38…低域信号
- 39…帯域制限フィルタ（B P F）
- 40…周波数軸（周波数領域）
- 41…サブキャリア
- 42…サブキャリア間隔
- 43…所望サブキャリア群（複数のサブキャリア）
- 50…周波数軸（周波数領域）
- 51, 71…サブキャリア
- 52, 72…サブキャリア間隔
- 53…所望サブキャリア群（複数のサブキャリア）
- 60…ガードインターバル長
- 61…符号間干渉電力
- 62…特性カーブ
- 70…周波数軸
- 73…時間軸
- 74…直交周波数分割多重信号時間波形
- 75…シンボル時間 T
- 76…ガードインターバル時間
- 77…スロット構成
- 78~711 …スロット
- 80…中間周波受信信号
- 82…局部発振器
- 83…基準信号
- 84…タイミング発生器

85…シンボル時間 T
 86…制御信号
 87…ベースバンド信号
 88…LPF群
 89…遅延素子
 210…送信RF部
 211…送信信号
 212…送信アンテナ
 213…直交周波数分割多重信号受信機本体
 214…受信アンテナ
 215…受信信号
 216…受信RF部
 217…中間周波数信号
 218…局部発振器
 219…基準信号
 221…低域信号
 223…所望サブキャリア信号 (帯域制限信号)
 224, 311 …A/D変換器 (ADC)

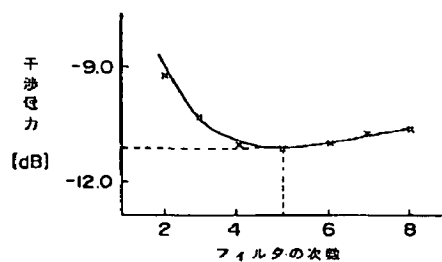
【図1】



【図4】

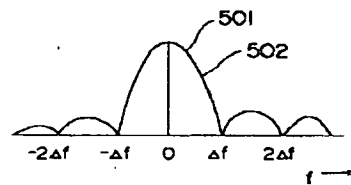


【図5】

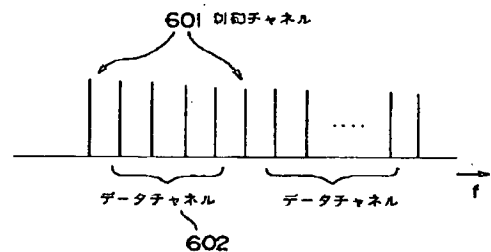


225…所望サブキャリア信号
 226…シングルキャリア復調器
 227…復調伝送情報系列
 310 …複数サブキャリア
 312 …離散信号
 313 …ガードインターバル除去部
 314 …ガードインターバル無し時間波形
 315 …フーリエ変換 (FFT) 部
 316 …フーリエ変換部出力
 10 317 …デマッピング処理部
 318 …所望伝送情報系列
 712 ~ 715 …選択切替周波数
 810…LPF出力信号
 811…制御信号
 812…サンプルホールド回路
 813~ 816…LPF出力信号時間波形例
 817…回路切り替えのためのスイッチ。

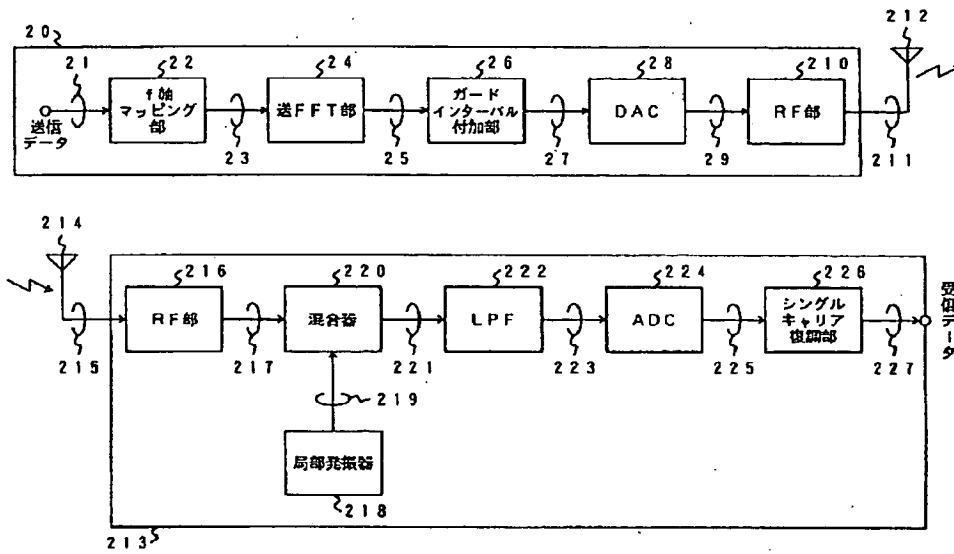
【図3】



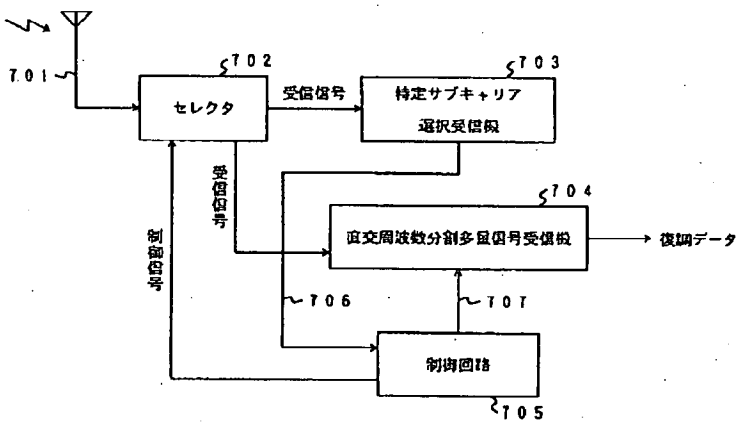
【図7】



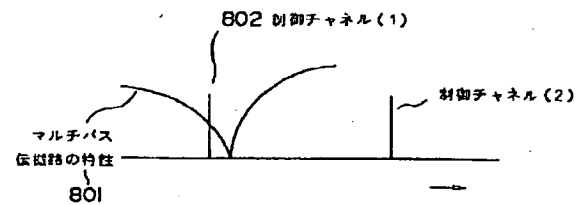
【図 2】



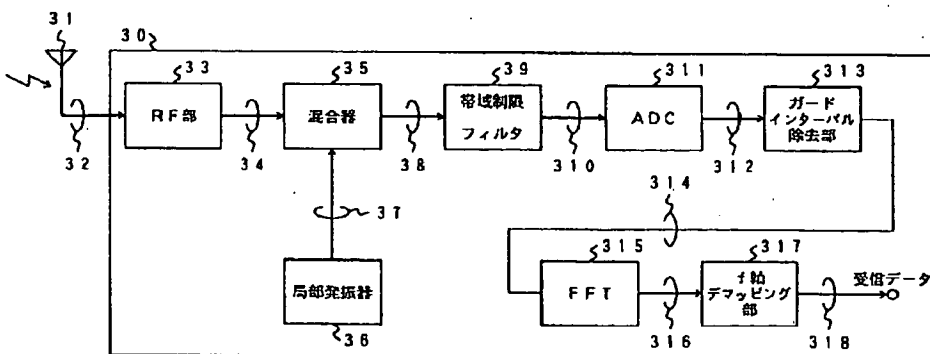
【図 6】



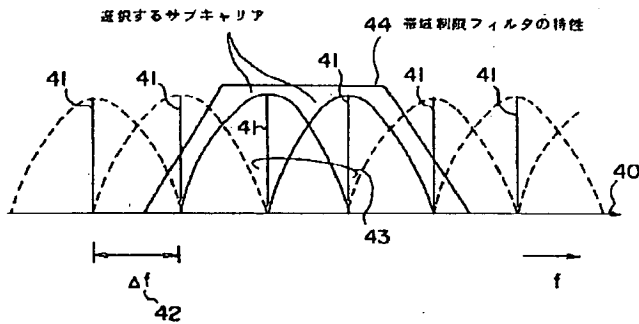
【図 8】



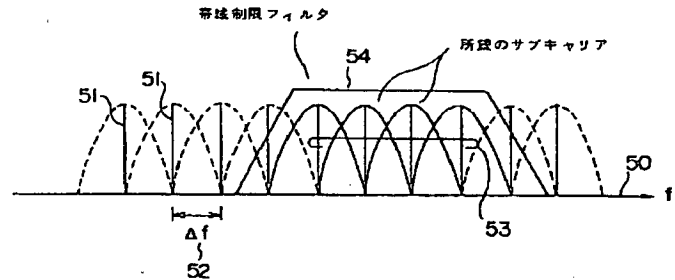
【図 9】



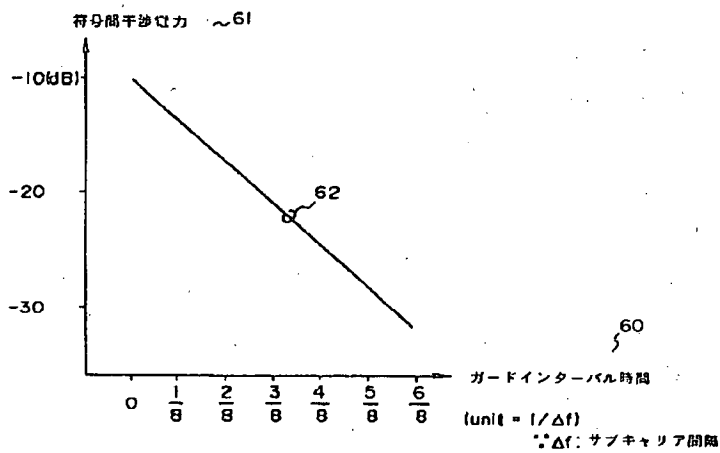
【図10】



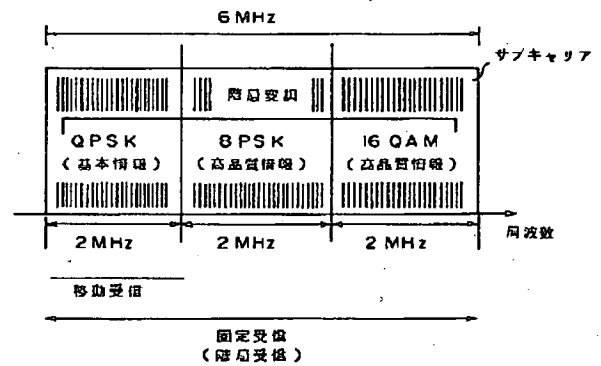
【図11】



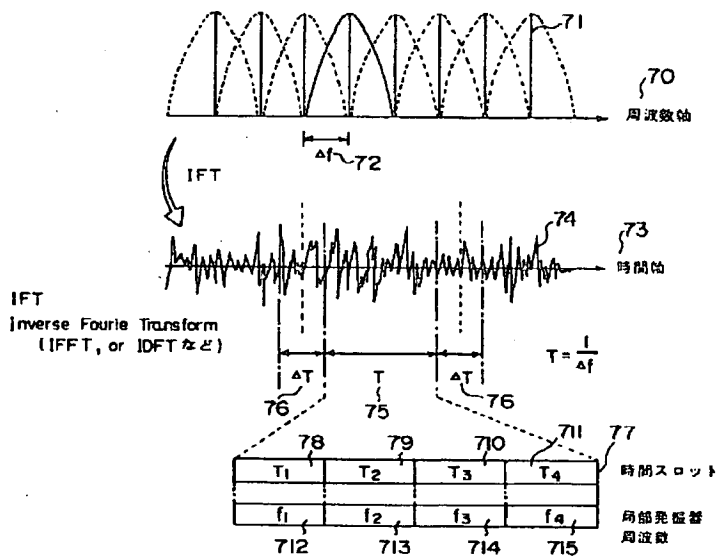
【図12】



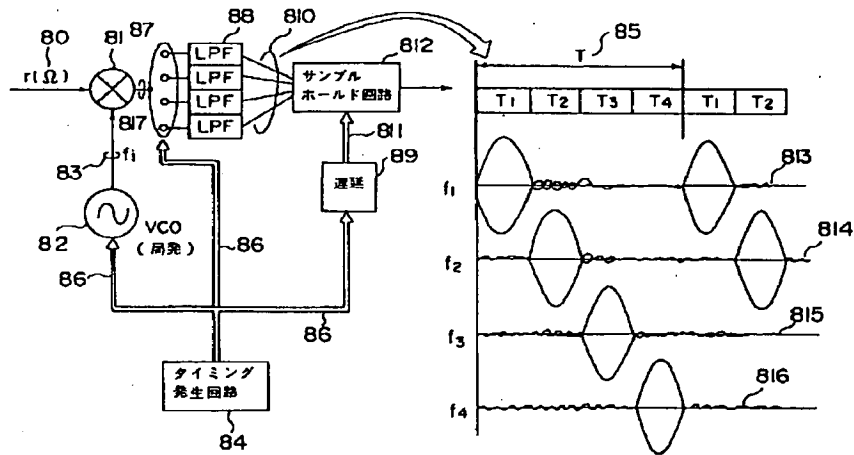
【図15】



【図13】



【図 14】



【図 16】

